

Attorney's Docket No. 034691/273971

PATENT

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

Inventor: Kleine et al.  
App. No.: 10/803,298  
Filed: March 18, 2004  
For: CIRCUIT AND METHOD FOR MEASURING DISTANCES

Confirmation No.: 5716

MAIL STOP ISSUE FEE  
Commissioner for Patents  
P.O. Box 1450  
Alexandria, VA 22313-1450

SUBMITTAL OF PRIORITY DOCUMENT

To complete the requirements of 35 U.S.C. § 119, enclosed is a certified copy of German priority Application No. DE 101 46 287.5, filed September 19, 2001.

Respectfully submitted,

Charles B. Elderkin  
Registration No. 24,357

Customer No. 00826  
Alston & Bird LLP  
Bank of America Plaza  
101 South Tryon Street, Suite 4000  
Charlotte, NC 28280-4000  
Tel Charlotte Office (704) 444-1000  
Fax Charlotte Office (704) 444-1111  
#4811524v1

CERTIFICATE OF MAILING

I hereby certify that this correspondence is being deposited with the United States Postal Service with sufficient postage as first class mail in an envelope addressed to: MAIL STOP ISSUE FEE, Commissioner for Patents, P.O. Box 1450, Alexandria, VA 22313-1450, on April 10, 2006

  
Joyce D. Smith

# BUNDESREPUBLIK DEUTSCHLAND

CERTIFIED COPY OF  
PRIORITY DOCUMENT



## Prioritätsbescheinigung über die Einreichung einer Patentanmeldung

**Aktenzeichen:** 101 46 287.5

**Anmeldetag:** 19. September 2001

**Anmelder/Inhaber:** Micro-Epsilon Messtechnik GmbH & Co. KG, 94496  
Ortenburg/DE

**Bezeichnung:** Integrierbares Schalter-Kondensator Netzwerk zur  
Messung von Temperatureinflüssen

**IPC:** H 03 H 19/00

Diese Akte dieser Patentanmeldung ist ohne vorherige Offenlegung vernich-  
tet worden.

München, den 1. März 2006  
Deutsches Patent- und Markenamt  
Der Präsident  
Im Auftrag

A large, stylized handwritten signature in black ink, which appears to be 'Schäfer', is written over the printed name and extends upwards and to the left.

Schäfer

4401/P/103

Heidelberg, 19. September 2001/kb/

## Patentanmeldung

der Firma

Micro-Epsilon Messtechnik

GmbH & Co. KG

Königsbacher Straße 15

94496 Ortenburg

betreffend ein

**„integrierbares Schalter-Kondensator Netzwerk zur Messung  
von Temperatureinflüssen“**

*Repräsentanz Spanien  
E – 03720 Benissa, Alicante  
C/ Andalucia, M(2) – 56*

*Luisenstraße 14  
D-69115 Heidelberg  
Telefon +49 62 21/60 43-0  
Telefax +49 62 21/60 43-60  
e-mail: [un@hd-patent.de](mailto:un@hd-patent.de)*

## Integrierbares Schalter-Kondensator Netzwerk zur Messung von Temperatureinflüssen

Der Anmeldungsgegenstand betrifft zwei integrierbare Schalter-Kondensator Netzwerke, welche in der Lage sind die Gleichspannungsanteile einer induktiven Meßspule, die von einer unipolaren Wechselspannung gespeist wird, meßtechnisch zu erfassen. Schalter-Kondensator-Filter lassen sich bekanntlich sehr gut integrieren. Zur Erfassung des Gleichspannungsanteils werden die gegenphasigen Eingangssignale einmal proportional und einmal Hochpass gefiltert und anschließend mit Hilfe von Schalter-Kondensator Netzwerken addiert. Der Gleichspannungsanteil kann am Ausgang der beiden Schalter-Kondensator Netzwerke abgegriffen werden. Dieser Wert dient als Maß für den Temperatureinfluß des Meßsystems.

### Anwendung/Produkt:

Integrierte analoge Sensorschaltungen

### Beschreibung

In der Literaturstelle [1] ist ein Sensormeißsystem beschrieben worden mit dem man berührungslos Wegstrecken messen kann. Um die Genauigkeit zu erhöhen, ist es notwendig außer der Messung einer bestimmten Distanz, eine Meßgröße für den Einfluß der Temperatur zur Verfügung zu haben. Eine diskrete Schaltung zur messtechnischen Erfassung des Gleichspannungsanteils mit einer wechelspannungsmäßig angeregten Schaltung ist in Figur 1 gezeichnet. Die Schaltung besitzt zwei Eingänge, die gegenphasig mit einer Signalquelle angesteuert werden. Die an den Eingängen nachfolgenden Operationsverstärker arbeiten mit ihren Widerständen als Spannungs/Stromwandler. Der Strom wird von beiden Seiten in den Sensor eingekoppelt. Während im Normalbetrieb das in Figur 2 gezeichnete wechelspannungsmäßige Eingangsschema benutzt wird, wird zur Bestimmung des linear abhängigen Temperaturverhaltens das Eingangssignal mit DC-Offsetspannung benutzt. Da der eingespeiste Strom schaltungsbedingt an beiden Sensorenden gleich sein muß, wird sich über den Widerständen  $R_{11}$  und  $R_{12}$ , aufgrund des Offsets der Eingangssignale und der Spule sowie der temperaturbedingten Anteile, eine unterschiedliche Spannung einstellen. Die Gleichspannung wird mit dem dritten Verstärker bestimmt. Wendet man das Superpositionsprinzip an, so erkennt man, dass der untere Eingang ein Tiefpassverhalten ( $R_2$ ,  $R_3$  und  $C_2$ ) aufweist und der obere Eingang ( $R_1$ ,  $R_3$ ,  $C_1$  und  $C_2$ ) ein Bandpassverhalten aufweist. Für ideal gegenphasige Eingangssignale ist die Gesamtübertragungsfunktion eine Tiefpassfunktion, welche durch die Kapazität  $C_2$  noch geglättet wird. Der Tiefpass entsteht durch die Differenz eines Hochpasses und eines mit ihm gematchten Verstärkungspfades. Da der Offset in erster Näherung umgekehrt proportional von der Temperatur abhängig ist,

$$U = U_0 \frac{K}{R_0 (1 + \alpha T)}, \quad (1)$$

kann man damit die Temperatur bestimmen und die temperaturbedingten Effekte korrigieren. Da sich die Temperatur nicht so schnell ändert, werden diese Messungen nur selten in die normalen Messungen mit den wechsellspannungsmäßigen Eingangsspannungen (siehe Fig. 2) eingeschoben.

In den Messungen mit den wechsellspannungsmäßigen Eingangssignalen wird aber auch der Gleichspannungsanteil ermittelt. Er dient dazu, die Temperaturdrift des Sensors zu erfassen und zu korrigieren.

Die vorliegende Schaltung mit dem dritten Operationsverstärker, den drei Widerständen  $R_1$ ,  $R_2$  und  $R_3$  und den Kapazitäten  $C_1$  und  $C_2$  ist aufgrund des ungenügenden Matchingverhaltens nicht geeignet, sie als integrierte Schaltung aufzubauen. Aus diesem Grund wurden zwei Schalter-Kondensator-Schaltungen entwickelt, die die gleiche Aufgabe lösen, aber integrierbar sind.

In Fig. 3 ist das äquivalente passive doppelresistive Referenznetzwerk der Hochpassschaltung aus Fig. 1 dargestellt. Es besteht aus einem Spannungsteiler ( $R_1$  und  $R_2$ ) und einer parallel zu  $R_2$  geschalteten Induktivität  $L$ . Die Übertragungsfunktion dieses Filters ist die eines Hochpasses ersten Grades

$$H(p) = \frac{p R_2 L}{R_1 R_2 + p (R_1 + R_2) L} \quad (2)$$

mit einer Nullstelle bei der Frequenz Null und einem Pol bei der Frequenz  $p = R_1 R_2 / (R_1 + R_2) 1/L$ .  $p$  ist die allgemeine komplexe Frequenzvariable.

Mit Hilfe der in [2] beschriebenen Methode kann damit ein entsprechendes Wellenflußdiagramm erstellt werden (Fig. 4). Der mittlere Block stellt einen Dreitorparalleladaptor dar, in dem die unterschiedlichen Wellenwiderstände der drei Komponenten aus Figur 3 zueinander angepaßt werden. An der linken Seite befindet sich das Wellenflußdiagramm einer widerstandsbehafteten Spannungsquelle, in der Mitte oben das Wellenflußdiagramm der Induktivität  $L$  und an der rechten Seite der Abschlußwiderstand  $R_2$ . Da Wellenfilter zeitdiskret sind, muß anstelle der komplexen Frequenzvariablen  $p$  eine neue Frequenzvariable  $\psi$  mit

$$\psi = \frac{z-1}{z+1} = \tanh\left(\frac{pT}{2}\right), \text{ und } z = e^{pT} \quad (3)$$

definiert werden, wobei  $T = 1/F$  die Abtastperiode und  $F$  die Abtastfrequenz ist. Für rein imaginäre Frequenzen wird  $p$  zu  $j\omega$  und damit  $\psi$  zu

$$\psi = \tan\left(\frac{\omega T}{2}\right). \quad (4)$$

Die Adaptorgleichungen [2], die berechnet werden müssen, lassen sich in diesem Fall wie folgt aufstellen

$$b_3 = \sum_{v=1}^2 \gamma_v a_v \quad (5)$$

$$b_2 = b_3 - a_2 \quad (6)$$

mit den einfallenden Spannungswellen  $a_i$  und den ausfallenden Spannungswellen  $b_i$  für  $i = 1, 2, 3$ . Die Ausgangsspannung ergibt sich nach [2] durch

$$U = \frac{a + b}{2} = \frac{b_3}{2}. \quad (7)$$

Zusätzlich ist die Invertierung des Signals in dem Wellenflußdiagramm der Induktivität zu realisieren

$$b_2^* = -b_2. \quad (8)$$

Falls man keine parasitären Ströme zulassen möchte, kann man prinzipiell nur positiv verzögert oder negativ nicht verzögert verstärken oder integrieren [3]. Mit dieser Technik sind in [4] verschiedene Realisierungsarten von Wellen-Schalter-Kondensator-Filtern (SC-Filtern) beschrieben worden.

Fig. 5 zeigt eine Schalter-Kondensator-Realisierung des Hochpassfilters. Der obere SC-Verstärker dient zur Nachbildung der Gl. (4). Sein erstes Eingangssignal  $e_{\text{pos}}$  und sein zweites Eingangssignal  $b_2^*$  werden positiv verzögert und entsprechend Gleichung 4 mit den Koeffizienten  $\gamma_1$  bzw.  $\gamma_2$  multipliziert. Sein Ausgang „aus“ stellt den Ausgang des Filters dar. Da die Spannung sich gemäß Gl. (6) als arithmetischer Mittelwert aus der einfallenden und der reflektierten Spannungswelle ergibt, wird am Ausgang der 0dB-Level erreicht, weil die Division mit dem Faktor 2 (siehe Gl. (6)) nicht durchgeführt wird. Die beiden Koeffizienten der Gl. (4) werden als Kapazitätsverhältnisse in den Signalfaden nachgebildet. Die Realisierung der Gl. (5) und Gl. (7) wird durch den nicht verzögerten negativen SC-Integrator gebildet. Durch Einkopplung seines Ausgangssignals in den SC-Verstärker in Phase  $\phi$  ist die Rückkopplungsschleife geschlossen. Die Übertragungsfunktion dieses Filters ist in Fig. 6 gezeichnet. Wie man sehen kann, ist sie eine zeitdiskrete Hochpassfunktion.

Die Gesamtschaltung ist in Fig. 7 abgebildet. Der obere Teil entspricht der beschriebenen Hochpassschaltung aus Fig. 5. Der linke untere SC-Verstärker liefert das Eingangssignal  $e_{neg}$  zum selben Zeitpunkt am Ausgang des Operationsverstärkers wie der obere SC-Verstärker das Ausgangssignal aus am oberen Operationsverstärker. Die Taktung des unteren Verstärkers ist mit der Taktung des oberen Verstärkers identisch. Das Eingangssignal  $e_{neg}$  wird positiv um eine halbe Taktperiode verzögert zum Ausgang geschoben. Der vierte SC-Verstärker in Fig. 7 dient zur Addition der beiden Eingangssignale. Die Verstärkerschaltung ist wieder eine positive verzögernde SC-Schaltung. Die Schaltung weist eine Gesamtverzögerung von einer Taktperiode auf. Falls dieses zu hoch ist kann man auch die Eingangsverstärker und den Ausgangsverstärker negativ nicht verzögert realisieren. Der SC-Integrator muß dann positiv verzögert realisiert werden. In diesem Fall ist das Ausgangssignal invertiert.

Die Übertragungsfunktion dieses Filters ist in Fig. 8 gezeichnet. Sie weist ein Tiefpassverhalten auf und ist insofern für die Gleichspannungsmessung sehr gut geeignet.

Die Gleichung (4), (5) und (7) zur Berechnung von  $b_2^*$  lassen sich zu einer Gleichung zusammenfassen

$$b_2^* = a_2 - \gamma_2 a_2 - \gamma_1 a_1 = a_2 (1 - \gamma_2) - \gamma_1 a_1. \quad (9)$$

Die Hochpassausgangsspannung ist die Spannung über dem Widerstand  $R_2$  bzw. die Spannung über der Induktivität, da beide Elemente parallel geschaltet sind. Im Gegensatz zu dem Widerstand  $R_2$ , bei dem die einfallende Welle immer gleich Null ist, ist die Spannung der Induktivität durch Gl. (6) definiert. Es ergibt sich

$$U = \frac{a_2 + b_2}{2} = \frac{a_2 - b_2^*}{2}. \quad (10)$$

Die Ausgangsspannung ergibt sich demnach als Differenz von der einfallenden Welle  $a_2$  und der negativen reflektierten Welle  $b_2$  dividiert durch 2. Läßt man die Division durch 2 wieder weg, so erhält man wieder einen maximalen Pegel von 0dB und kann das Signal wieder zu dem Signal  $e_{neg}$  addieren.

Eine SC-Schaltung, die unter anderem die Gleichungen (8) und (9) realisiert, ist in Fig. 9 dargestellt. Der Faktor  $(1 - \gamma_2)$  läßt sich, wie in Fig. 9 oben zu sehen ist, durch einen verlustbehafteten SC-Integrator realisieren. Für den Fall, dass  $\gamma_2$  kleiner als 1 ist, wird die Integratorkapazität der Größe  $(1 - \gamma_2) C$  eingesetzt und dazu parallel eine Kapazität der Größe  $\gamma_2 C$ , die periodisch entladen wird. Da für die beschriebene Anwendung die Grenzfrequenz des

Hochpassfilters immer deutlich im Frequenzbereich von Null bis einem Viertel der Abtastfrequenz liegt, ist  $\gamma_2$  immer kleiner als 1. Da der Ausgangswert am Integratorausgang immer positiv sein soll, wird in der Schaltung das Eingangssignal positiv verzögert mit  $\gamma_1$  multipliziert. Die Erzeugung der Ausgangsspannung des Hochpasses wird mit dem rechten SC-Verstärker durchgeführt. Mit der Eingangskapazität für den verlustbehafteten Integrator wird die Differenz  $a_2 - b_2^*$  erzeugt. Zu diesem Zweck wird der Verstärker mit  $\phi$  initialisiert und das Ausgangssignal  $O$  ist deshalb invertiert. Das zweite Eingangssignal  $e_{\text{neg}}$  wird, wie in Fig. 7 beschrieben, an den unteren SC-Verstärker angelegt und an den Ausgangsverstärker weitergeleitet.

Die Übertragungsfunktion ist in Fig. 10 abgebildet. Man erkennt, dass bis auf eine Phasendrehung um  $180^\circ$ , keine Änderung gegenüber der Übertragungsfunktion in Fig. 8 zu beobachten ist. Aufgrund der guten Matchingeigenschaften der Schaltungen ist das gemessene Gleichspannungsausgangssignal sehr gut für eine Temperaturkorrektur zu gebrauchen.



## Patentansprüche

1. Schalter-Kondensator-Schaltung (SC-Schaltung), umfassend einen SC-Verstärker (1), der positiv verzögert die beiden Eingänge  $e_{\text{pos}}$  und  $b_2^*$  mit  $\gamma_1$  und  $\gamma_2$  multipliziert.
2. Schalter-Kondensator-Schaltung nach Anspruch 1, umfassend einen nicht verzögerten negativen SC-Integrator (2), der die Spannungsverstärkung 1 besitzt.
3. Schalter-Kondensator-Schaltung nach Anspruch 1 oder 2, umfassend einen positiven verzögerten SC-Verstärker (3), der das Eingangssignal  $e_{\text{neg}}$  nicht verstärkt um eine Halbperiode der Taktfrequenz verzögert.
4. Schalter-Kondensator-Schaltung nach einem der Ansprüche 1 bis 3, umfassend einen SC-Verstärker (4), der die beiden Ausgänge der SC-Verstärker (1) und (3) addiert.
5. Schalter-Kondensator-Schaltung nach einem der Ansprüche 1 bis 4, wobei der Ausgang des ersten SC-Verstärkers an den Eingängen des SC-Integrators (2) und/oder des SC-Verstärkers (4) anliegt und/oder der Ausgang des Integrators (2) an dem zweiten Eingang des SC-Verstärkers (1) anliegt und/oder der Ausgang des dritten SC-Verstärkers (3) an dem zweiten Eingang des vierten SC-Verstärkers (4) anliegt und/oder bei der die Gesamtschaltung eine Verzögerung von einer Taktperiode aufweist.
6. Schalter-Kondensator-Schaltung nach einem der Ansprüche 1 bis 5, mit invertierten Ausgangssignal, bei der die Eingangsverstärker und/oder der Ausgangsverstärker negativ nicht verzögert und/oder der SC-Integrator positiv verzögert realisiert werden.
7. SC-Schaltung mit invertiertem Ausgangssignal, bei der die Eingangsverstärker und/oder der Ausgangsverstärker negativ nicht verzögert und/oder der SC-Integrator positiv verzögert realisiert werden.
8. Schalter-Kondensator-Schaltung nach einem der Ansprüche 1 bis 7, bei der das Eingangssignal  $e_{\text{pos}}$  mit dem Faktor  $\gamma_1$  in den verlustbehafteten SC-Integrator (1) gespeichert wird und/oder der Faktor  $\gamma_2$  von der Integratorkapazität jeweils vom Ergebnis in jeder Periode wieder gelöscht wird.
9. Schalter-Kondensator-Schaltung nach einem der Ansprüche 1 bis 8, mit einem positiven verzögerten SC-Verstärker (2), der das Eingangssignal  $e_{\text{neg}}$  nicht verstärkt und/oder um eine Halbperiode der Taktfrequenz verzögert und/oder einem SC-Verstärker (3), der die Differenz des Ausgangs des verlustbehafteten SC-Integrators (1) und/oder den Ausgangswert des SC-

Verstärkers (2) um eine Halbperiode der Taktfrequenz verzögert addiert, und/oder bei dem der Ausgang des verlustbehafteten SC-Integrators an dem ersten Eingang des SC-Verstärkers (3) anliegt und/oder der Ausgang des SC-Verstärkers (2) an dem zweiten Eingang des SC-Verstärkers anliegt.

10. Schalter-Kondensator-Schaltung nach einem der Ansprüche 1 bis 9, bei der das Eingangssignal  $e_{\text{pos}}$  mit dem Faktor  $\gamma_1$  in den verlustbehafteten SC-Integrator (1) gespeichert wird und/oder der Faktor  $\gamma_2$  von der Integratorkapazität jeweils vom Ergebnis in jeder Periode wieder gelöscht wird.
11. Schalter-Kondensator-Schaltung nach einem der Ansprüche 1 bis 10, bei der ein positiver verzögerter SC-Verstärker (2), der das Eingangssignal  $e_{\text{neg}}$  nicht verstärkt um eine Halbperiode der Taktfrequenz verzögert und/oder ein SC-Verstärker (3), der die Differenz des Ausgangs des verlustbehafteten SC-Integrators (1) und/oder den Ausgangswert des SC-Verstärkers (2) um eine Halbperiode der Taktfrequenz verzögert addiert und/oder bei dem der Ausgang des verlustbehafteten SC-Integrators an dem ersten Eingang des SC-Verstärkers (3) anliegt und/oder der Ausgang des SC-Verstärkers (2) an dem zweiten Eingang des SC-Verstärkers anliegt.

# Zeichnung

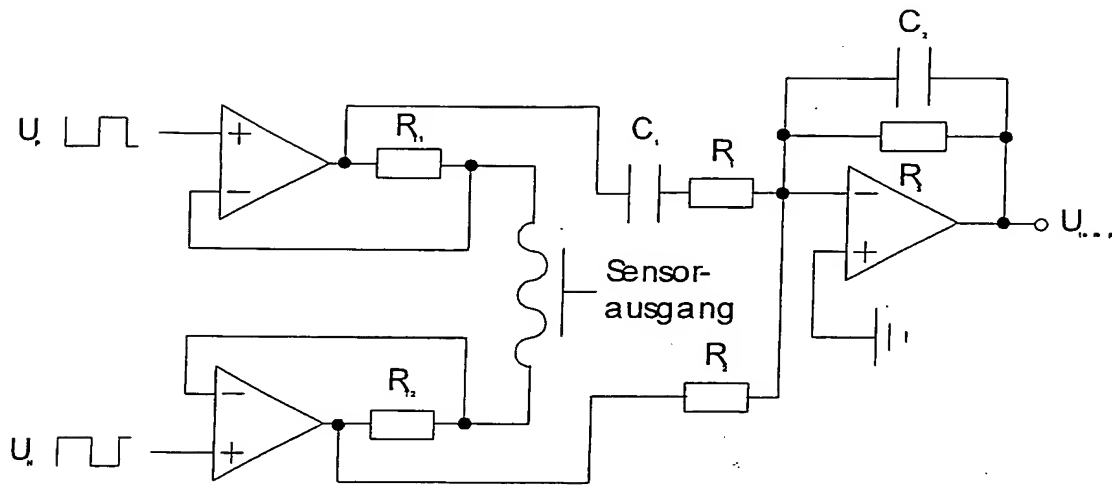


Fig. 1:

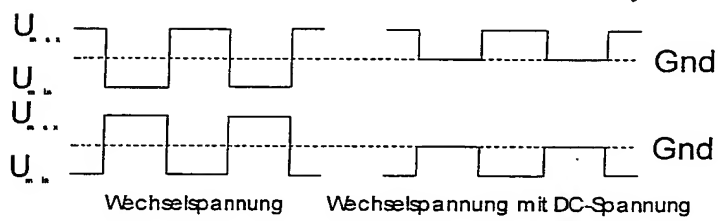


Fig. 2:

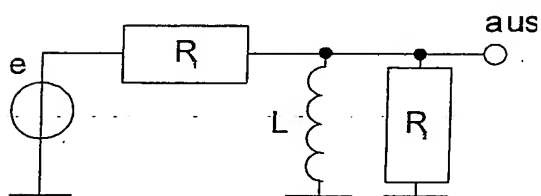


Fig. 3:

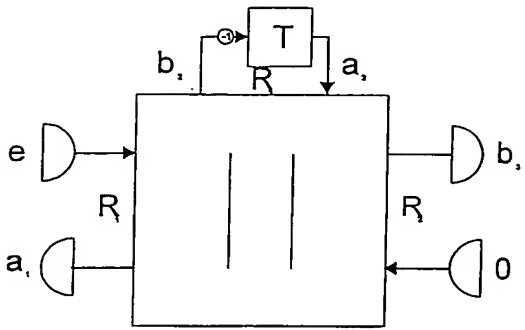


Fig. 4:

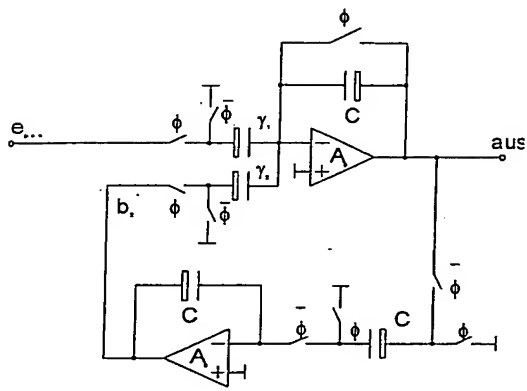


Fig. 5:

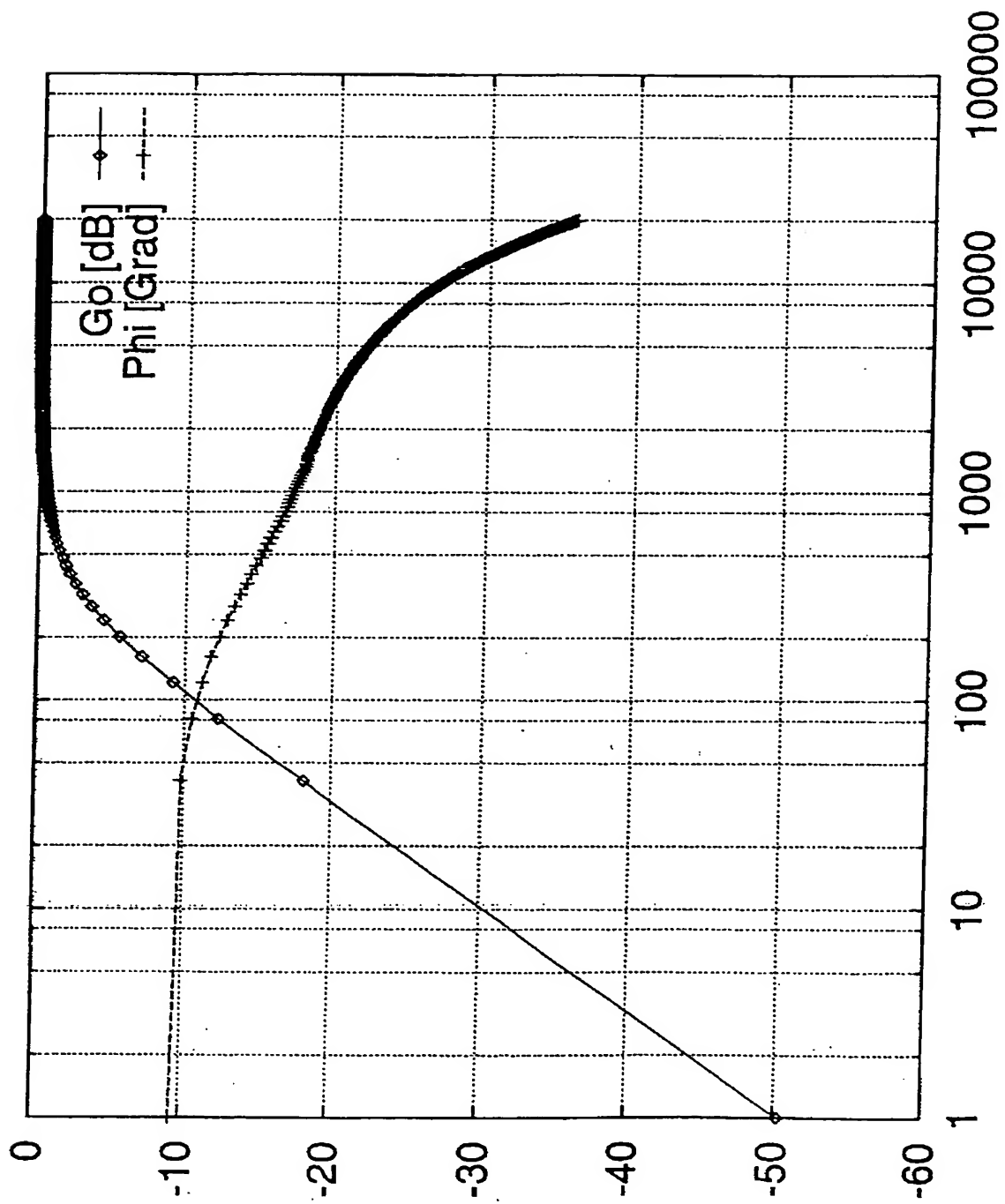


Fig. 6:

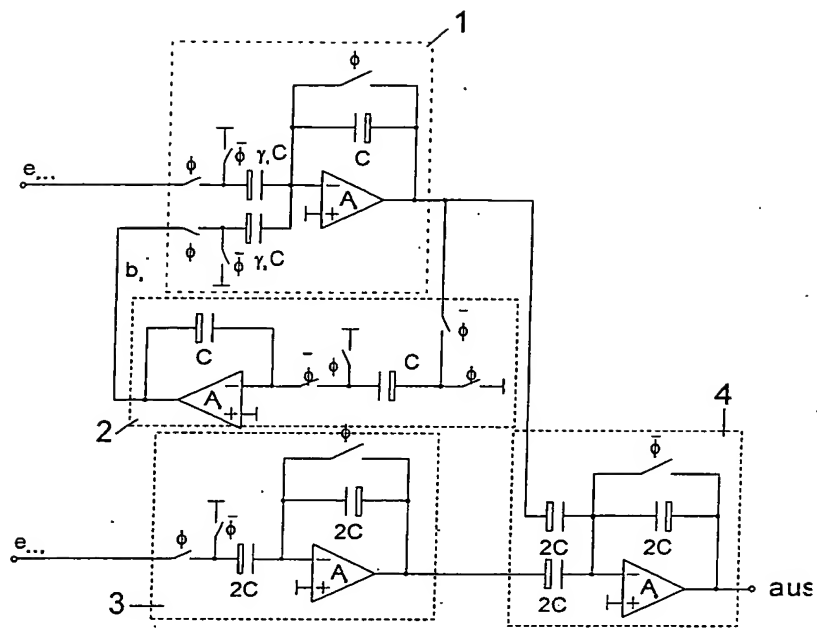


Fig. 7:

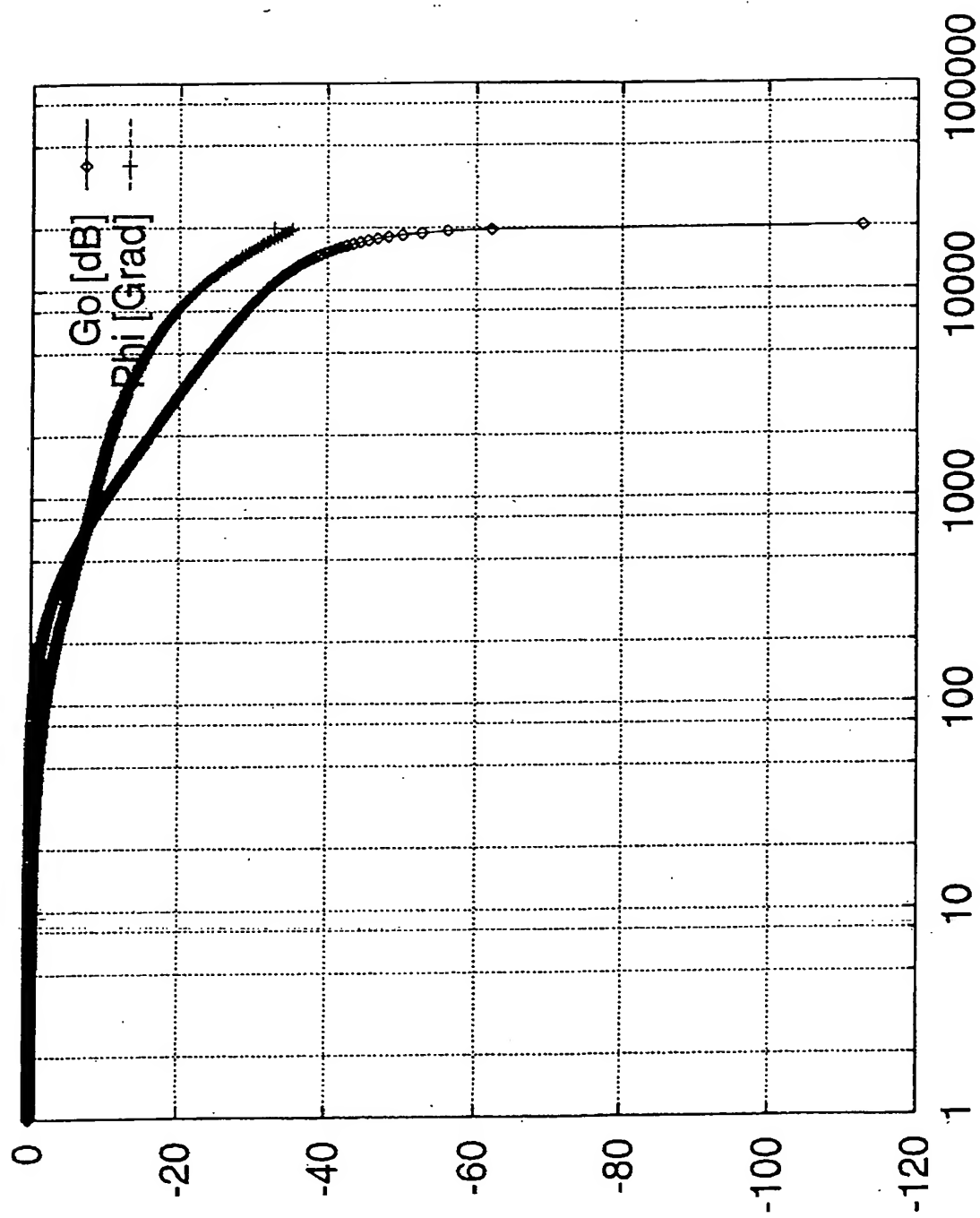


Fig. 8:

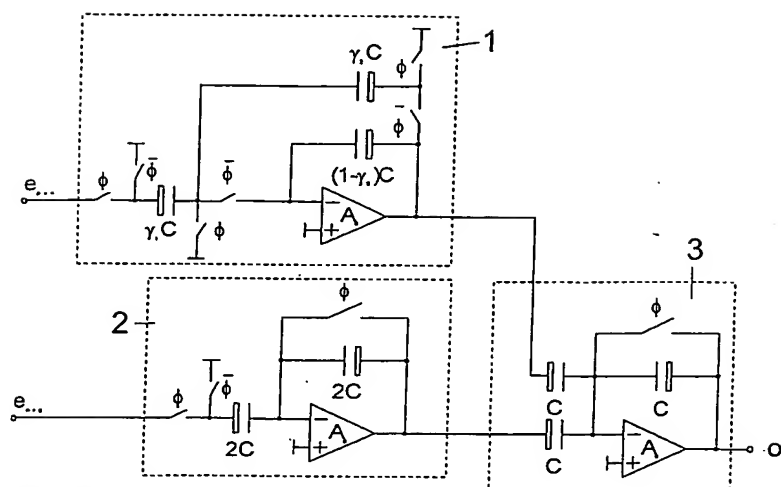


Fig. 9:



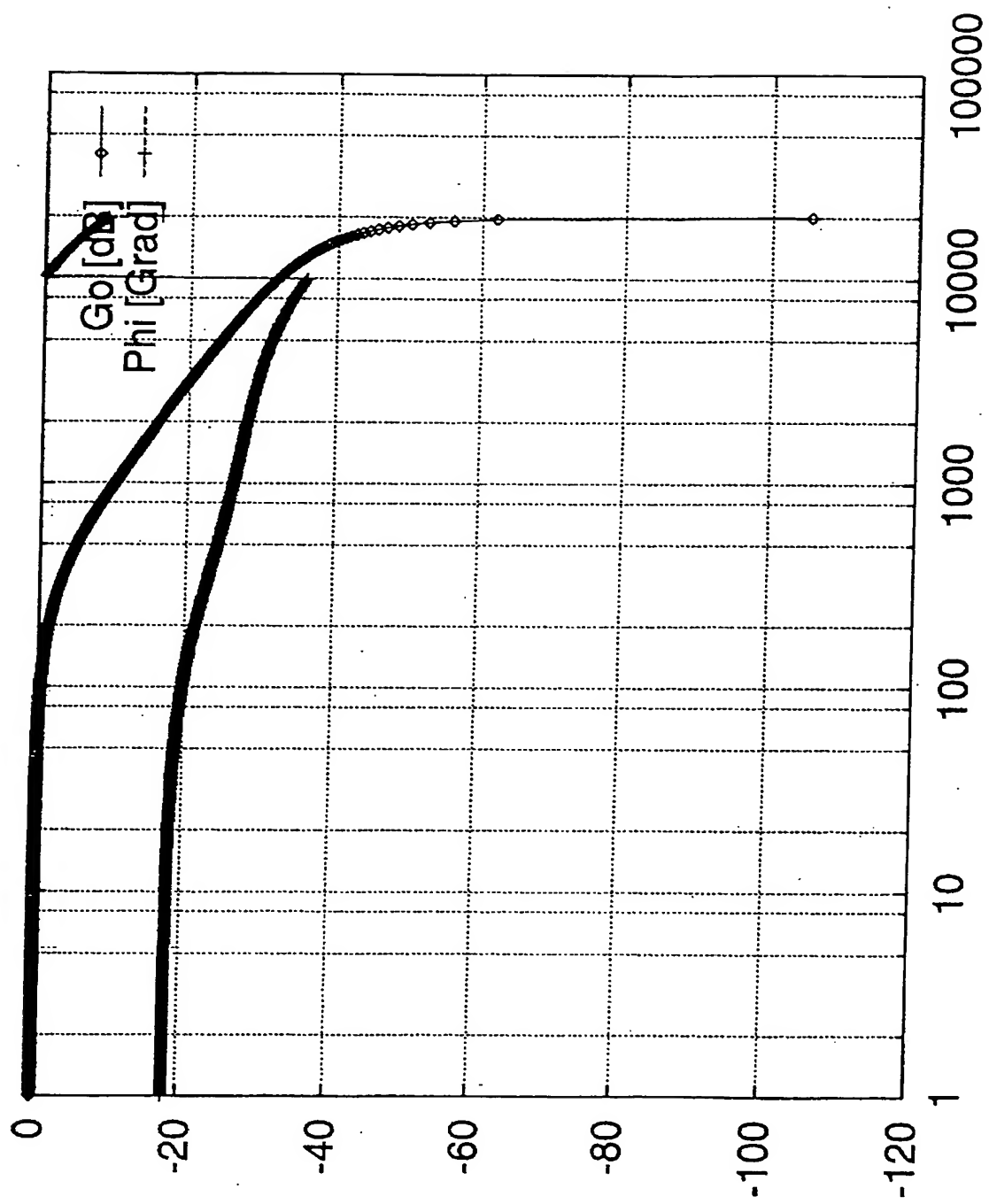


Fig. 10